

# BUNDESREPUBLIK DEUTSCHLAND

18 SEP 2004

**PRIORITY  
DOCUMENT**

SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)



REC'D 25 OCT 2004	
WIPO	PCT

EP04/10502

EP04/10502

## Prioritätsbescheinigung über die Einreichung einer Patentanmeldung

**Aktenzeichen:** 103 47 193.6

**Anmeldetag:** 10. Oktober 2003

**Anmelder/Inhaber:** Deutsche Thomson-Brandt GmbH,  
78048 Villingen-Schwenningen/DE

**Bezeichnung:** Schaltnetzteil

**IPC:** H 02 M 3/335

Die angehefteten Stücke sind eine richtige und genaue Wiedergabe der ursprünglichen Unterlagen dieser Patentanmeldung.

München, den 18. August 2004  
Deutsches Patent- und Markenamt  
Der Präsident  
Im Auftrag

Hoß

### Schaltnetzteil

Die Erfindung geht aus von einem Schaltnetzteil mit einem Transformator, der eine Primärwicklung und mindestens eine  
5 Sekundärwicklung aufweist, mit einem Schalttransistor in Serie zu der Primärwicklung und mit einer Regelschaltung zur Regelung einer Ausgangsspannung des Schaltnetzteiles. Die Regelschaltung weist hierbei einen Oszillator auf, der eine Frequenz vorgibt, mit der der Schalttransistor ein-  
10 und ausgeschaltet wird. Schaltnetzteile dieser Art werden beispielsweise in Fernsehgeräten, Videorecordern und Settop-Boxen verwendet.

Geräte dieser Art verwenden üblicherweise Schaltnetzteile  
15 nach dem Sperrwandlerprinzip, die ausgangsseitig eine Vielzahl von stabilisierten Versorgungsspannungen bereitstellen. Durch die Regelschaltung wird während des Betriebes über eine Regelschleife eine der Ausgangsspannungen geregelt. Hierdurch werden auch die  
20 weiteren Ausgangsspannungen des Schaltnetzteiles stabilisiert. Die Regelschaltung steuert hierbei den Schalttransistor mittels eines Steuersignals derart, dass die mit der Regelschleife verbundene Ausgangsspannung durch beispielsweise eine Pulsbreitenmodulation (PWM) oder eine  
25 Frequenzvariation des Steuersignals für den Schalttransistor konstant gehalten wird.

Als Regelschaltung werden häufig integrierte Schaltungen (ICs) verwendet, durch die die Konstruktion eines  
30 Schaltnetzteiles erheblich vereinfacht wird. Schaltungen dieser Art enthalten üblicherweise Schaltkreise für die Regelung, einen Oszillator, eine Treiberstufe zur direkten Ansteuerung eines Schalttransistors, Schaltungen zur Erzeugung von internen Betriebsspannungen, sowie  
35 Schutzschaltungen.

Ein Schaltnetzteil nach dem Stand der Technik, das eine integrierte Schaltung IC1 aufweist, ist in der Fig. 1

dargestellt. Das Schaltnetzteil verwendet eingangsseitig einen Brückengleichrichter BR, mit dem eine an einem Netzanschluss NA anliegende Wechselspannung gleichgerichtet wird. Die gleichgerichtete Spannung U1 wird mittels eines  
5 Speicherkondensators C1 geglättet und liegt an einer Primärwicklung W1 eines Transformators T1 an. Der Transformator T1 bewirkt eine Netztrennung zwischen Primärseite und Sekundärseite und weist primärseitig eine Hilfswicklung W2 zur Erzeugung einer Betriebsspannung VCC  
10 für die integrierte Schaltung IC1 auf und sekundärseitig Wicklungen W3 - W5 zur Erzeugung von stabilisierten Ausgangsspannungen U3 - U5 auf. Unter Verwendung von Gleichrichtermitteln D1 - D3 werden gleichgerichtete Spannungen an den Wicklungen W3 - W5 abgegriffen, die  
15 anschließend durch Tiefpass-Filter LC1 - LC3 geglättet werden.

In Serie zu der Primärwicklung W1 liegt ein Schalttransistor Q1, in diesem Ausführungsbeispiel ein  
20 MOSFET, der ausgangsseitig über einen Messwiderstand Rs mit Masse verbunden ist. Der Steuereingang des Schalttransistors Q1 ist mit einer Treiberstufe DR der integrierten Schaltung IC1 verbunden, durch die der Schalttransistor Q1 gesteuert wird. Das Schaltnetzteil ist  
25 als Sperrwandler ausgelegt, es wird also während des Betriebes, wenn der Schalttransistor Q1 durchgeschaltet ist, Energie im Transformator T1 gespeichert, die in der anschließenden Sperrphase des Schalttransistors Q1 auf die Wicklungen W2 - W5 übertragen wird.

30 Das Schaltnetzteil weist in dieser Ausführung eine primärseitige Regelung auf, die über die Versorgungsspannung VCC arbeitet. Die Versorgungsspannung VCC wird während des Betriebes durch die Hilfswicklung W2, Dioden D4, D5 und Kondensatoren C2, C3 erzeugt. Die  
35 Versorgungsspannung VCC liegt an einem Anschluss 7 der integrierten Schaltung IC1 an, wodurch die Treiberstufe DR mit Spannung versorgt wird für den Betrieb des

Schalttransistors Q1, und an einem Anschluss 8 an, über den die integrierte Schaltung IC1 interne Referenzspannungen sowie stabilisierte Versorgungsspannungen für den Betrieb ihrer Schaltkreise erzeugt. Über ein RC-Filter RC1 und  
5 einen Anschluss 2 liegt die Versorgungsspannung VCC weiterhin an einem Fehlerverstärker EA der integrierten Schaltung IC1 an, durch den auf eine konstante Versorgungsspannung VCC geregelt wird. Hierdurch werden auch die Ausgangsspannungen U3 - U5 stabilisiert, da die  
10 Wicklungen W2 - W5 miteinander gekoppelt sind.

Die integrierte Schaltung IC1 kann auch für Schaltnetzteile verwendet werden, die sekundärseitig geregelt werden. Ein Schaltnetzteil nach dem Sperrwandlerprinzip, das eine  
15 sekundärseitige Regelung einer Ausgangsspannung aufweist, ist beispielsweise in der US 4,876,636 beschrieben, auf die hiermit verwiesen wird. Mittels einer sekundärseitigen Regelung wird eine bessere Spannungsstabilisierung erreicht. Die Regelschleife benötigt hierbei einen  
20 Übertrager, beispielsweise einen Optokoppler, über den das Regelsignal von der Sekundärseite auf die Primärseite übertragen wird.

Die integrierte Schaltung IC1 weist einen Oszillator O auf, dessen Frequenz durch eine externe Beschaltung mittels  
25 eines Widerstands R1 und eines Kondensators Ct am Anschluss 4 einstellbar ist. Der Kondensator Ct wird hierbei über den Widerstand R1 durch eine am Anschluss 9 anliegende, in der integrierten Schaltung IC1 erzeugten Referenzspannung Vref  
30 aufgeladen. Erreicht die Spannung über dem Kondensator Ct einen bestimmten Schwellwert, so wird dieser über den Anschluss 4 der integrierten Schaltung IC1 entladen, so dass anschließend ein neuer Ladezyklus folgen kann.

35 Der Oszillator O gibt die Schaltfrequenz für die Treiberstufe DR vor, und über den Fehlerverstärker EA und eine nachfolgende Logikschaltung LO wird die Pulsbreite des in der Treiberstufe DR erzeugten Treibersignals variiert,

so dass die Ausgangsspannungen des Schaltnetzteiles stabilisiert werden.

Die Schaltfrequenz der Treiberstufe DR beträgt hierbei die Hälfte der Schaltfrequenz des Oszillators O. Ein Sägezahnimpuls gibt hierbei die maximale Einschaltzeit des Schalttransistors Q1 vor und der nachfolgende Sägezahnimpuls die Totzeit, in der der Schalttransistor gesperrt ist. Hierdurch kann ein maximales Pulsbreitenverhältnis von 50% vorgegeben werden, so dass der Transformator T1 in der Sperrphase immer demagnetisiert wird, bevor der Schalttransistor Q1 erneut durchgeschaltet wird.

Das Schaltnetzteil weist weiterhin eine Anlaufschaltung AS auf, über die die integrierte Schaltung IC1 nach dem Einschalten des Schaltnetzteiles mit einem Strom versorgt wird. Zur Dämpfung von Spannungsspitzen ist eingangsseitig an dem Schalttransistor Q1 ein erstes Dämpfungsnetzwerk SN1 angeschlossen, über das Spannungsspitzen auf den Speicherkondensator C1 abgeleitet werden, und ein zweites Dämpfungsnetzwerk SN2, das zu dem Schalttransistor Q1 parallel geschaltet ist.

Die anhand der Fig. 1 beschriebene integrierte Schaltung IC1 ist in diesem Ausführungsbeispiel ein häufig verwendeter Typ UC3845, der beispielsweise von der Firma On Semiconductor (<http://onsemi.com>) erhältlich ist. Auch andere Controller ICs, wie beispielsweise MC33260, FA13843 und KA3843 verwenden eine externe Beschaltung mit einem Kondensator, durch den die Schaltfrequenz des Schaltnetzteiles einstellbar ist.

Die Aufgabe der vorliegenden Erfindung ist es, ein Schaltnetzteil der vorangehend genannten Art anzugeben, das geringe Verluste aufweist.

Diese Aufgabe wird für ein Schaltnetzteil durch die im Anspruch 1 angegebenen Merkmale gelöst. Vorteilhafte Weiterbildungen der Erfindung sind in den Unteransprüchen angegeben.

5

Das Schaltnetzteil nach der Erfindung weist einen Transformator mit einer Primärwicklung und mehreren Sekundärwicklungen auf, einen Schalttransistor in Serie zur der Primärwicklung, eine Treiberstufe zur Steuerung des  
10 Schalttransistors und eine Regelschaltung zur Regelung einer Ausgangsspannung. Die Regelschaltung enthält hierbei einen über einen Anschluss einstellbaren Oszillator, der mit einer Sekundärwicklung gekoppelt ist zur Bestimmung des Einschaltzeitpunktes des Schalttransistors, wenn an der  
15 Sekundärwicklung eine Oszillation, insbesondere ein Oszillationsminimum, auftritt.

Dies wird in einem bevorzugten Ausführungsbeispiel durch eine Schaltstufe bewirkt, die eine Versorgungsspannung an  
20 den Anschluss durchschaltet, wenn an der Sekundärwicklung zum Zeitpunkt einer Oszillation ein Spannungssprung auftritt. Hierdurch geht die Spannung an dem Anschluss hoch, so dass über den Oszillator der Schalttransistor durchgeschaltet wird, bzw. ein neuer Sägezahnimpuls  
25 ausgelöst wird. Da am Stromeingang des Schalttransistors ebenfalls ein Spannungsminimum auftritt, wenn an der Sekundärwicklung ein Spannungsminimum vorhanden ist, wird der Schalttransistor zu einem Zeitpunkt durchgeschaltet, bei dem die Einschaltverluste gering sind. Hierdurch können  
30 die in dem Schalttransistor entstehenden Wärmeverluste erheblich reduziert werden.

Die Schaltstufe ist vorteilhafterweise mit der Treiberstufe gekoppelt zur Blockierung der Schaltstufe, wenn der  
35 Schalttransistor durch eine positive Spannung der Treiberstufe durchgeschaltet ist. Hierdurch wird verhindert, dass der Sägezahnimpuls, der das Durchschalten des Schalttransistors definiert, durch die Schaltstufe

nicht gestört wird, da dieser Sägezahnimpuls über das Pulsbreitenverhältnis die Ausgangsleistung des Schaltnetzteiles bestimmt.

- 5 Der Anschluss ist in einem bevorzugten Ausführungsbeispiel ein Oszillatoranschluss eines in einer integrierten Schaltung angeordneten Oszillators und die Versorgungsspannung eine an einem zweiten Anschluss der integrierten Schaltung ausgegebene Referenzspannung, die  
10 über eine RC-Schaltung an dem Oszillatoranschluss anliegt. Die Erfindung ist jedoch nicht auf Schaltnetzteile mit einer primärseitigen integrierten Schaltung als Controller-Schaltung beschränkt und kann auch für Schaltnetzteile verwendet werden, die primärseitig eine diskrete Schaltung  
15 mit einem Oszillator, einer Treiberstufe und einer Regelschaltung aufweisen.

Die Erfindung wird im folgenden beispielhaft anhand von schematischen Zeichnungen näher erläutert. Es zeigen:

20

Fig. 1 ein Schaltnetzteil mit einer primärseitigen integrierten Schaltung nach dem Stand der Technik,

25

Fig. 2 eine Schaltstufe zur Steuerung des Einschaltzeitpunktes eines Schalttransistors,

Fig. 3 Spannungsdiagramme des Schaltnetzteiles bei einem Betrieb mit einer höheren Leistung, und

Fig. 4 Spannungsdiagramme des Schaltnetzteiles bei einem Betrieb mit einer geringeren Leistung.

30

In der Fig. 2 ist eine Schaltstufe, die zwei Transistoren T1, T2 aufweist, zwischen einem Anschluss 4 einer integrierten Schaltung und einer Sekundärwicklung W6 eines Transformators des Schaltnetzteiles angeordnet. Die  
35 integrierte Schaltung entspricht insbesondere der in der Fig. 1 beschriebenen Schaltung. Die Sekundärwicklung W6 kann eine beliebige primärseitige Hilfswicklung des in der Fig. 1 dargestellten Transformators sein. Die in der Fig. 2

nicht dargestellten Bauteile des erfindungsgemäßen Schaltnetztes entsprechen beispielsweise ebenfalls dem Schaltnetzteil der Fig. 1. Für gleiche Bauteile werden daher gleiche Referenzzeichen verwendet. Das Schaltnetzteil  
5 kann sowohl eine primärseitige als auch eine sekundärseitige Regelung aufweisen und arbeitet vorzugsweise nach dem Sperrwandlerprinzip. Über die Sekundärwicklung W6 und die Schaltstufe wird der Einschaltzeitpunkt des mit der Primärwicklung des  
10 Transformators verbundenen Schalttransistors Q1, Fig. 1, vorgegeben.

Der Anschluss 4 ist über einen Widerstand R1 mit einer an einem Anschluss 9 anliegenden Versorgungsspannung Vref,  
15 beispielsweise mit dem Anschluss 9 der integrierten Schaltung IC1 der Fig. 1, verbunden. Über einen Kondensator Ct ist der Anschluss 4 mit Masse verbunden. Hierdurch wird der Kondensator Ct durch die an dem Anschluss 9 anliegende Versorgungsspannung, wie vorangehend beschrieben,  
20 periodisch aufgeladen. Parallel zu dem Widerstand R1 ist ein erster Transistor T1 und ein Widerstand R2 mit einer geringen Impedanz parallel geschaltet, so dass beim Durchschalten des Transistors T1 der Widerstand R1 überbrückt wird. Der Steuereingang des Transistors T1 ist  
25 über einen zweiten Transistor T2 mit der Sekundärwicklung W6 verbunden. Der Transistor T1 ist insbesondere ein pnp-Transistor und der Transistor T2 ein npn-Transistor, so dass eine positive Spannung den Transistor T2 und hierdurch den Transistor T1 durchschaltet.

30 In Serie zu dem Stromeingang des Transistors T2 ist ein Widerstand R3 und ein Widerstand R4 geschaltet zur Einstellung von Spannungen und zur Begrenzung von Strömen der beiden Transistoren. Der Widerstand R3 ist hierbei mit  
35 dem Anschluss 9 verbunden. Zwischen dem Transistor T2 der Schaltstufe und der Sekundärwicklung W6 ist ein Spannungsteiler mit Widerständen R6, R7 und R8 angeordnet, durch den ein Schwellwert zum Durchschalten des Transistors



T2 definiert wird. Weiterhin ist zwischen dem Transistor T2 und der Sekundärwicklung W6 ein Kondensator C4 geschaltet, durch den die Spannungsimpulse der Sekundärwicklung W6 zeitlich begrenzt werden.

5

Der Steuereingang des Transistors T1 ist über den Widerstand R3 mit der am Anschluss 9 anliegenden Versorgungsspannung  $V_{ref}$ , in diesem Ausführungsbeispiel 5 Volt, verbunden und über eine Diode D1 und einen Widerstand R5 mit einem Ausgang 6 der Treiberstufe, die den mit der Primärwicklung des Transformators verbundenen Schalttransistor Q1 steuert, gekoppelt. In diesem Ausführungsbeispiel ist dies der Ausgang 6 der in der Fig. 1 dargestellten integrierten Schaltung IC1. Hierdurch wird sichergestellt, dass der Transistor T1 sperrt, solange der Schalttransistor des Schaltnetztes durchgeschaltet ist. In diesem Zeitintervall kann daher der Transistor T2 den Transistor T1 nicht durchschalten. Ist die an dem Anschluss 6 anliegende Treiberspannung  $U_g$  jedoch Null oder nahe Null zur Sperrung des Schalttransistors Q1, so kann der Transistor T1 durch den Transistor T2 durchgeschaltet werden.

Die Funktion der Schaltung ist wie folgt: Wenn der Schalttransistor Q1 durchgeschaltet ist, so ist die Spannung  $U_g$  am Anschluss 6 hoch, beispielsweise etwa 20 Volt. Hierdurch wird der Transistor T1 über die Diode D1 gesperrt gehalten. Wird der Schalttransistor Q1 nachfolgend gesperrt, so fällt die Spannung  $U_g$  am Anschluss 6 auf etwa 0 Volt ab. Die Diode D1 sperrt dann, so dass Transistor T1 durch die Spannung  $U_g$  in dieser Zeitphase nicht beeinflusst wird.

Die Spannung  $U_x$  an der Sekundärwicklung W6 polt beim Sperren des Schalttransistors Q1 um, entsprechend der Spannung  $U_d$  am Stromeingang des Schalttransistors Q1, und bleibt in etwa konstant, solange die im Transformator gespeicherte Energie auf die Sekundärwicklungen übertragen

wird. Ist die Magnetisierung des Transformators abgebaut, so entstehen an den Wicklungen des Transformators Spannungssoszillationen durch am Transformator anliegende Kapazitäten, insbesondere durch die Kapazität des Snubber-  
5 Netzwerks SN2, siehe Fig. 1.

Bei einer sprunghaften positiven Spannungsänderung am Anschluss 10 der Wicklung W6 zum Zeitpunkt der ersten Oszillation schalten daher die Transistoren T2 und T1  
10 durch, so dass der Kondensator Ct in kurzer Zeit durch die Versorgungsspannung Vref bis zum dem Schwellwert aufgeladen wird, bei dem der Kondensator Ct wieder entladen wird und die integrierte Schaltung IC1 über die Treiberstufe den Schalttransistor Q1 erneut durchschaltet, bzw. der nächste  
15 Aufladungsvorgang des Kondensators Ct erfolgt. Da durch den Kondensator C4 nur ein kurzer Spannungsstoß an die Basis des Transistors T2 gelangt, ist der Transistor T1 bereits gesperrt, wenn der Kondensator Ct erneut geladen wird.

20 Arbeitet das Schaltnetzteil mit einer höheren Last, so sehen die Spannungen  $U_x$ ,  $U_d$ , die Spannung über dem Kondensator Ct,  $U(Ct)$ , und Spannung am Kollektor des Transistors T2,  $U(T2)$ , wie in der Fig. 3 dargestellt aus. Das Schaltnetzteil arbeitet hier mit einer Netzspannung NA  
25 von 230 Volt und erzeugt eine Ausgangsleistung von 23,8 Watt. Schaltet der Schalttransistor Q1 zu einem Zeitpunkt  $t_1$  durch, so beträgt die Spannung  $U_d$  etwa Null und die Spannung  $U_x$  an der Wicklung W6, die einem Spiegelbild der Spannung  $U_d$  der Primärwicklung W1 entspricht, ist negativ.  
30 Die Gate-Spannung  $U_g$  ist im Zeitintervall  $t_1-t_2$ , in der der Schalttransistor Q1 durchgeschaltet ist, hoch, z. B. 20 V, so dass die Spannung am Kollektor des Transistors T2,  $U(T2)$ , ebenfalls hoch liegt, da die Diode D1 leitet.

35 Zum Zeitpunkt  $t_2$  wird der Schalttransistor Q1 gesperrt, so dass sowohl  $U_x$  als auch  $U_d$  steil ansteigen. Solange in der Sperrphase Energie auf die Sekundärwicklungen übertragen

wird, bleiben sowohl die Spannung  $U_d$  als auch die Spannung  $U_x$  hoch.

Beim Durchschalten des Schalttransistors  $Q_1$ , Zeitpunkt  $t_1$ ,  
5 startet am Anschluss 4 koinzident ein erster Sägezahnimpuls  
SZ1, Spannung  $U(C_t)$ , da der Kondensator  $C_t$  aufgeladen wird.  
Bei der höheren Leistung des Schaltnetzteiles von 23,8 W  
endet dieser vor einem Zeitpunkt  $t_3$ , bis zum dem der  
Transformator T1 Energie auf die Sekundärwicklungen  
10 überträgt. Die Spannung  $U(T_2)$  am Kollektor von T2 fällt in  
der Zeitspanne  $t_2 - t_3$  allmählich ab, da die Diode D1  
sperrt.

Wie vorangehend erwähnt, beginnt nach der Entladephase des  
15 Transformators eine Oszillationsphase zum Zeitpunkt  $t_3$ , in  
der die Spannungen  $U_x$  und  $U_d$  abfallen. Der Spannungsabfall  
erzeugt durch eine invertierte Polung der Sekundärwicklung  
W6 einen positiven Spannungsimpuls am Anschluss 10 der  
Wicklung W6, so dass der Transistor T2 über den Kondensator  
20 C4 anschließend durchgeschaltet wird. Die Spannung  $U(T_2)$   
fällt daher steil ab. Hierdurch wird der Kondensator  $C_t$   
über den Transistor T1 sehr schnell aufgeladen, bis der  
Schwellwert erreicht wird zu einem Zeitpunkt  $t_4$ , an dem der  
Kondensator  $C_t$  wieder entladen wird. Hierdurch wird der  
25 Schalttransistor  $Q_1$  wieder durchgeschaltet zu einem  
Zeitpunkt  $t_5$ . Bei einer höheren Leistung liegt daher der  
Einschaltzeitpunkt des Schalttransistors  $Q_1$  im Intervall  
des Sägezahnimpulses SZ2, so dass ein neuer Sägezahnimpuls  
SZ3 startet, der dem Impuls SZ1 entspricht. Der Zeitpunkt  
30  $t_5$  entspricht ebenfalls dem Zeitpunkt  $t_1$ .

Bei einer geringeren Leistung fällt die erste Oszillation  
nach der Entladephase des Transformators T1 jedoch in das  
Zeitintervall des ersten Sägezahnimpulses SZ1, wie in der  
35 Fig. 4 dargestellt. Die Ausgangsleistung des  
Schaltnetzteiles beträgt hier 12,2 Watt. Die  
Durchschaltphase des Schalttransistors  $Q_1$ , Zeitintervall  
 $t_1 - t_2$ , ist hier etwas kürzer, so dass weniger Energie im

Transformator T1 gespeichert wird. Die Demagnetisierungsphase des Transformators T1, Zeitintervall  $t_2-t_3$ , ist hierdurch ebenfalls kürzer und der Zeitpunkt  $t_3$  findet deshalb noch innerhalb des ersten Sägezahnimpulses SZ1 statt.

Durch den Spannungsabfall an der Wicklung W6 nach dem Zeitpunkt  $t_3$  entsteht hierdurch wieder ein positiver Spannungsimpuls am Anschluss 10, so dass der Transistor T2 durchschaltet, wie anhand der Messkurve CH4,  $U(T_2)$  in Fig. 4, ersichtlich. Hierdurch wird also der erste Sägezahnimpuls SZ1 beendet, indem der Kondensator  $C_t$  über den Transistor T1 bis zur Schwellwertspannung aufgeladen wird, so dass zu einem Zeitpunkt  $t_4'$  ein zweiter Sägezahnimpuls SZ2' startet. Da die integrierte Schaltung jedoch immer nach dem zweiten Sägezahnimpuls SZ2', bzw. SZ2, den Schalttransistor Q1 erneut durchschaltet, wie vorangehend erläutert, so entsteht bei einer geringeren Leistung des Schaltnetztes eine lange Ruhephase des Transformators, Intervall  $t_4'-t_5'$ , während der der Kondensator  $C_t$  nur über den Widerstand R1 aufgeladen wird.

Hierdurch läuft das Schaltnetzteil bei einer niedrigen Ausgangsleistung nur mit etwa der halben Schaltfrequenz, im Vergleich zu einer höheren Ausgangsleistung. Ab einer gewissen Ausgangsleistung fällt hierbei der Beginn der Oszillationsphase in das Zeitintervall des ersten Sägezahnimpulses SZ1, so dass unterhalb dieses Schwellwerts die Schaltfrequenz in etwa halbiert ist. Bei geringer Leistung wird daher das Einschalten des Schalttransistors Q1 nicht durch die Schaltstufe der Fig. 2 ausgelöst, sondern durch den Aufladezyklus  $t_4' - t_5'$  des zweiten Sägezahnimpulses SZ2'.

Durch die in der Fig. 2 dargestellte Schaltung arbeitet die integrierte Schaltung IC1, die eigentlich als SMPS Current Mode Controller für eine feste Schaltfrequenz vorgesehen ist, mit einer variablen Schaltfrequenz entsprechend der

Ausgangsleistung. Bei einer festen Schaltfrequenz kann jedoch der Schalttransistor nicht in einem Spannungsminimum einer Oszillation, die einer Entladephase des Transformators folgt, durchgeschaltet werden. Dies wird  
5 durch die in der Fig. 2 dargestellten Schaltung ermöglicht. Die integrierte Schaltung IC1 arbeitet daher bei geringen Ausgangsleistungen des Schaltnetztes als Current Mode PWM Controller mit einer niedrigen Schaltfrequenz, und bei höheren Ausgangsleistungen als quasi-resonanter Flyback  
10 Converter, bei dem die Einschaltverluste des Schalttransistors Q1 reduziert sind. Eine niedrige Schaltfrequenz bei geringer Leistung ist insbesondere für einen verlustarmen Standby Betrieb vorteilhaft.

15 Als integrierte Schaltung IC1 wird für das hier beschriebene Schaltnetzteil bevorzugt die integrierte Schaltung UC3845 verwendet, andere SMPS Controller ICs, die insbesondere einen Anschluss für einen Kondensator Ct aufweisen, durch dessen Aufladephase die Schaltfrequenz der  
20 integrierten Schaltung gesteuert wird, können jedoch ebenfalls verwendet werden. Die Erfindung kann auch für Schaltnetzteile verwendet werden, die anstatt einer integrierten SMPS Controller-Schaltung eine diskret aufgebaute Steuerschaltung mit einem Oszillator für den  
25 Schalttransistor Q1 verwenden. Die Erfindung ist sowohl für sekundärseitig geregelte als auch für primärseitige geregelte Schaltnetzteile verwendbar. Die Hilfswicklung W6 kann insbesondere auch mit der Wicklung W2 der Fig. 1 kombiniert sein oder dieser entsprechen. Weitere  
30 Abwandlungen der Erfindung liegen für einen Fachmann auf der Hand.

## Patentansprüche

1. Schaltnetzteil mit einem Transformator (T1), der eine Primärwicklung (W1) und mindestens eine  
5 Sekundärwicklung (W2 - W6) aufweist, mit einem Schalttransistor (Q1) in Serie zu der Primärwicklung, mit einer Treiberstufe (DR) zur Steuerung des Schalttransistors (Q1) und mit einer Regelschaltung zur Regelung einer Ausgangsspannung (U3' - U5), wobei die  
10 Regelschaltung einen über einen Anschluss (4) einstellbaren Oszillator (O) enthält, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Anschluss (4) mit einer Sekundärwicklung (W6) gekoppelt ist zur Bestimmung des Einschaltzeitpunktes des Schalttransistors (Q1) durch  
15 eine an der Sekundärwicklung (W6) auftretende Oszillation.
2. Schaltnetzteil nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass zwischen dem Anschluss (4) und der  
20 Sekundärwicklung (W6) eine Schaltstufe (T1, T2) angeordnet ist, die eine Versorgungsspannung ( $V_{Ref}$ ) an den Anschluss (4) durchschaltet, wenn an der Sekundärwicklung (W6) zum Zeitpunkt einer Oszillation, nach einer Demagnetisierungsphase des Transformators  
25 (T1), ein Spannungssprung auftritt.
3. Schaltnetzteil nach Anspruch 2, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Sekundärwicklung (W6) beim Auftreten einer Oszillation einen positiven Spannungsimpuls liefert,  
30 durch den die Schaltstufe (T1, T2) durchschaltet.
4. Schaltnetzteil nach Anspruch 2 oder 3, **dadurch gekennzeichnet**, dass zwischen der Schaltstufe (T1, T2) und der Sekundärwicklung (W6) ein Spannungsteiler (R6, T7, R8) angeordnet ist zur Einstellung eines  
35 Schwellwerts für die Schaltstufe (T1, T2).

5. Schaltnetzteil nach Anspruch 2, 3 oder 4, **dadurch gekennzeichnet**, dass zwischen der Schaltstufe (T1, T2) und der Sekundärwicklung (W6) ein Kondensator (C4) angeordnet ist zur Begrenzung eines Spannungsimpulses.
- 5 6. Schaltnetzteil nach einem der vorangehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Schaltstufe (T1, T2) mit einem Ausgang (6) der Treiberstufe (DR) gekoppelt ist zur Blockierung der Schaltstufe (T1, T2), wenn der
- 10 Schalttransistor (Q1) durchgesteuert ist.
7. Schaltnetzteil nach Anspruch 6, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Schaltstufe (T1, T2) über einen Widerstand (R5) und eine Diode (D1) mit dem Ausgang (6) der
- 15 Treiberstufe (DR) gekoppelt ist.
8. Schaltnetzteil nach einem der vorangehenden Ansprüche 4 - 7, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Schaltstufe (T1, T2) einen ersten Schalter (T1) aufweist, der zwischen
- 20 der Versorgungsspannung ( $V_{Ref}$ ) und den Anschluss (4) geschaltet ist, und der durch einen zweiten Schalter (T1) durchgeschaltet wird, wenn die Spannung an der Sekundärwicklung (W6) den durch den Spannungsteiler (T6 - R8) vorgegebenen Schwellwert überschreitet.
- 25 9. Schaltnetzteil nach einem der vorangehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Sekundärwicklung eine primärseitige Hilfswicklung (W6) des Transformators (TR) ist.
- 30 10. Schaltnetzteil nach einem der vorangehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Regelschaltung und der Oszillator (O) in einer integrierten Schaltung (IC1) angeordnet sind, dass der Oszillator (O) durch eine
- 35 externe Beschaltung (R1, Ct) mit einer Sägezahnspannung über den Anschluss (4) gesteuert wird, und dass eine Logikschaltung (LO) der integrierten Schaltung (IC1) jeweils abwechselnd einen Sägezahnimpuls (SZ1) der

Sägezahnspannung zur Begrenzung der Einschaltdauer des Schalttransistors (Q1) verwendet und einen Sägezahnimpuls (SZ2, SZ2') der Sägezahnspannung zur Bestimmung der Sperrphase des Schalttransistors (Q1) verwendet.

5

11. Schaltnetzteil nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass die Versorgungsspannung ( $V_{Ref}$ ) eine über einen Ausgang (9) der integrierten Schaltung bereit gestellte Referenzspannung ( $V_{Ref}$ ) ist.

10



### Zusammenfassung

Das Schaltnetzteil weist einen Transformator (T1), der eine Primärwicklung (W1) und mindestens eine Sekundärwicklung (W2 - W6) enthält, einen Schalttransistor (Q1) in Serie zu der Primärwicklung, eine Treiberstufe (DR) zur Steuerung des Schalttransistors (Q1) und eine Regelschaltung zur Regelung einer Ausgangsspannung (U3 - U5) auf. Die Regelschaltung enthält hierbei einen über einen Anschluss (4) einstellbaren Oszillator, der mit einer Sekundärwicklung (W6) gekoppelt ist zur Bestimmung des Einschaltzeitpunktes des Schalttransistors. Zwischen dem Anschluss (4) und der Sekundärwicklung (W6) ist insbesondere eine Schaltstufe (T1, T2) angeordnet, die eine Versorgungsspannung ( $V_{Ref}$ ) an den Anschluss (4) durchschaltet, wenn an der Sekundärwicklung (W6) zum Zeitpunkt einer Oszillation ein Spannungssprung auftritt. Hierdurch wird der Schalttransistor zu einem Zeitpunkt durchgeschaltet, bei dem die Einschaltverluste gering sind, so dass die in dem Schalttransistor entstehenden Verluste erheblich reduziert werden.

25 Fig. 2

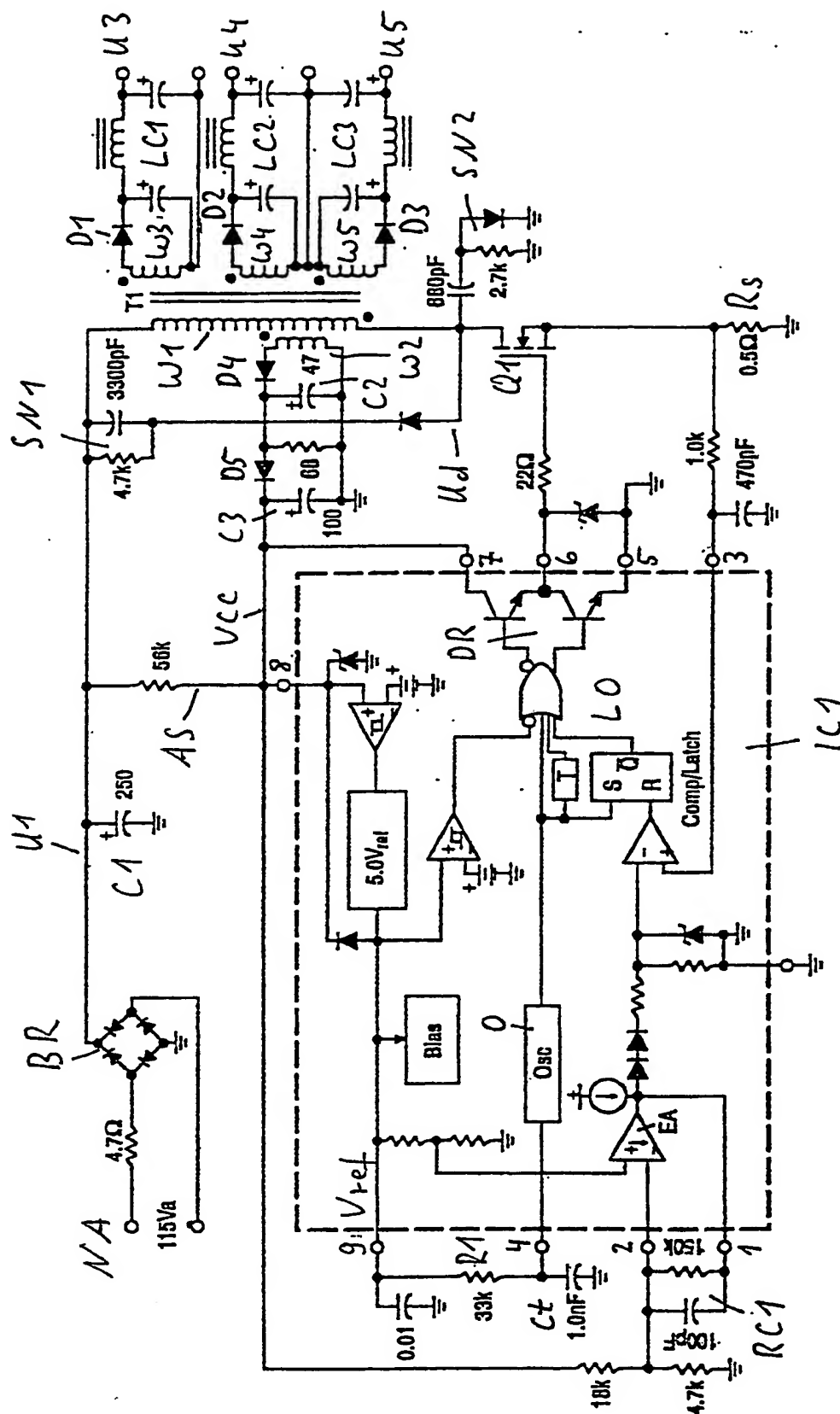


Fig. 1

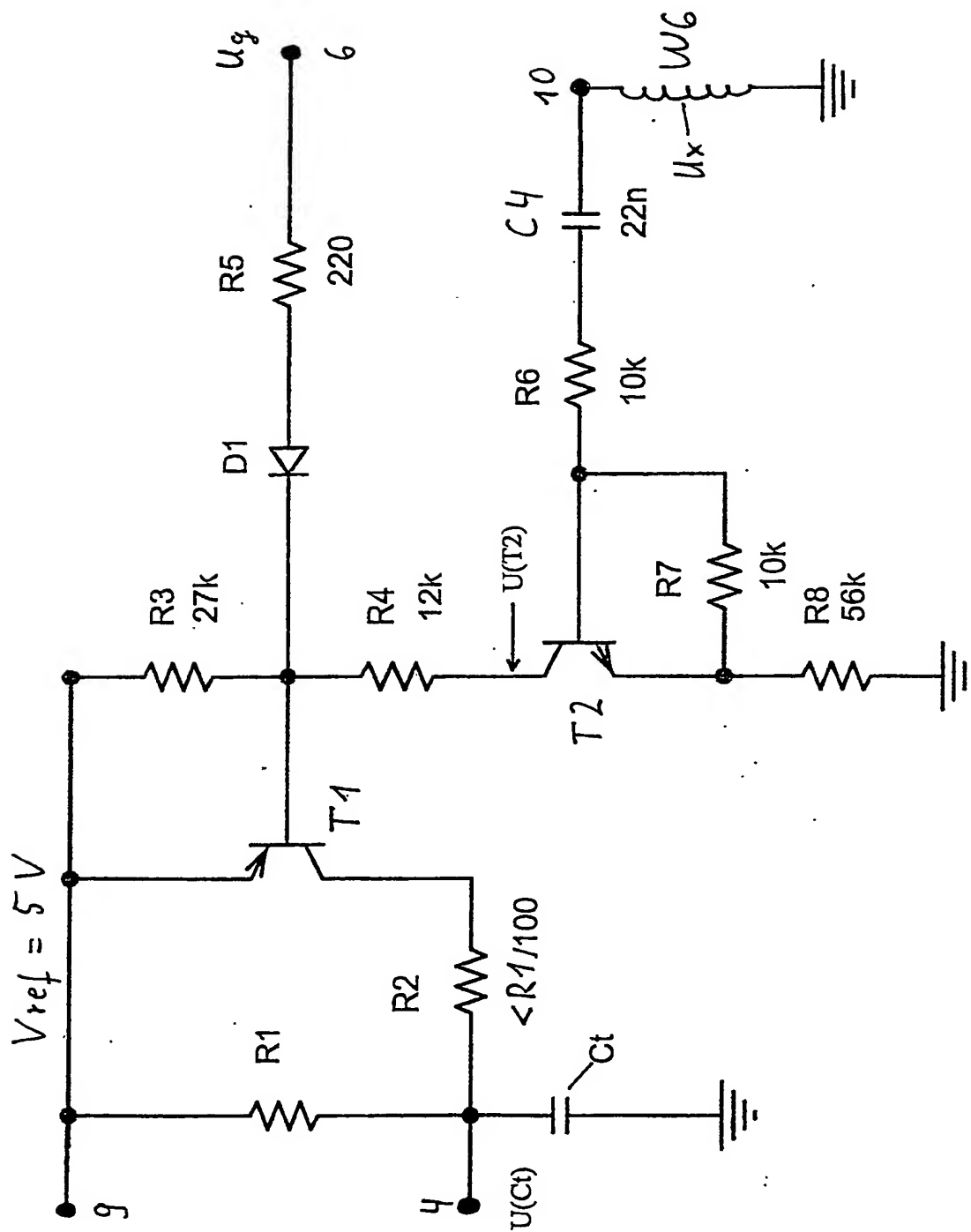
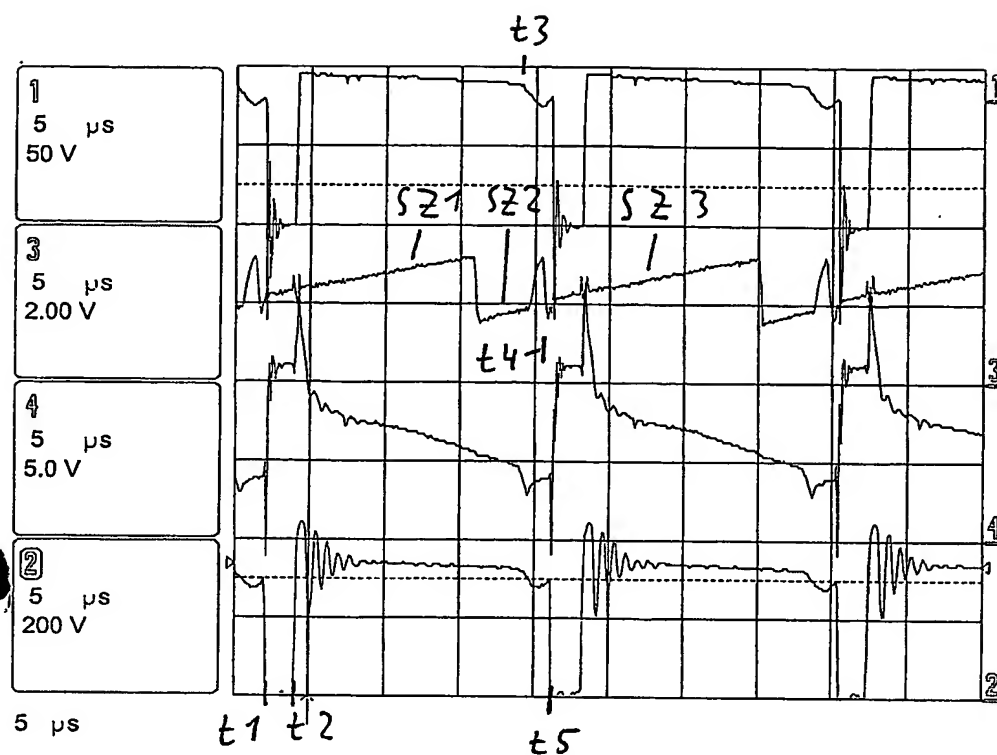


Fig. 2



NA = 230 V  
Pout = 23,8 W

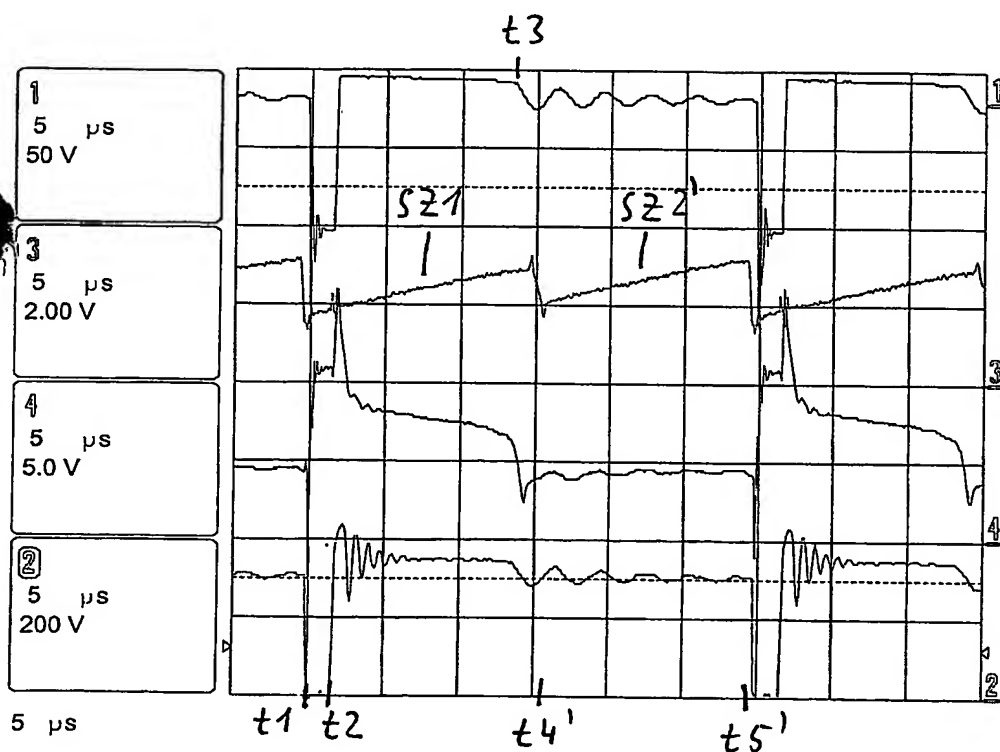
Ch1:  $U_x$

Ch3:  $U(Ct)$

Ch4:  $U(T2)$

Ch2:  $U_d$

Fig. 3



NA = 230 V  
Pout = 12,2 W

Ch1:  $U_x$

Ch3:  $U(Ct)$

Ch4:  $U(T2)$

Ch2:  $U_d$

Fig. 4